

5

Beschreibung

Verfahren und Gerät zur adaptiven Merkmalsänderung bei eindimensionalen Signalen

10

Die Erfindung betrifft ein Signalverarbeitungsverfahren gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruchs 1 sowie ein Gerät zur Realisierung dieses Verfahrens, welches gemäß einem der Ansprüche 14 bis 19 ausgebildet ist.

15

In der Technik müssen informationstragende zeitliche Verläufe einzelner physikalischer Größen (z.B. Schalldruckschwankungen bei einem akustischen Signal) häufig nicht nur verstärkt, sondern auch in ihren Eigenschaften verändert werden. Solche Verläufe werden als eindimensionale Signale bezeichnet. Die angestrebte Veränderung der Eigenschaften solcher Signale wird hier verallgemeinernd als Merkmalsänderung bezeichnet. Wegen der damit verbundenen praktischen Vorteile erfolgt diese Merkmalsänderung heute in der Regel mit elektronischen Mitteln. Dies erfordert, daß das in seinen Merkmalen zu verändernde Signal eine elektrische Spannungsschwankung darstellt. Es wird durch einen geeigneten Wandler in eine solche Spannungsschwankung umgewandelt (z.B. durch ein Mikrofon bei einem akustischen Signal). Nach der Merkmalsänderung ist das Signal häufig wieder in die ursprüngliche physikalische Darstellungsform zurückzuwandeln, wofür ein geeigneter Wandler erforderlich ist (z.B. Lautsprecher bei einem akustischen Signal). Häufig werden für die Merkmalsänderung digitale Verfahren verwendet, weil diese eine Reihe wohlbekannter Vorteile aufweisen.

25

Oft wird eine dem Prinzip nach bekannte und als frequenzselektive Filterung bezeichnete Merkmalsänderung angewandt. Hierbei werden gewisse Teile des Signalspektrums hervorgehoben, andere abgeschwächt. Eine weitere vorbekannte Gruppe von Merkmalsänderungen wird als Optimalfilterung oder störungsreduzierende Filterung bezeichnet. Hierbei geht es darum, Anteile des Signals, welche von Störquellen oder unerwünschten Signalpfaden (z.B. akustischen Rückkopplungspfaden) herrühren, zu erkennen und derartig vom Signal abzutrennen, daß das gewünschte Nutzsignal möglichst unverfälscht zurückgewonnen wird. Eine weitere bekannte Gruppe von Merkmalsänderungen wird als Kompression bezeichnet. Hierbei sind die Signalamplituden in Abhängigkeit von ihrer momentanen Intensität mehr oder weniger abzuschwächen. Beispiele sind die Übertragung eines Signals hoher Dynamik über einen Rundfunkkanal mit begrenztem Modulationshub oder die Anpassung eines Sprachsignals an den verminderten Dynamikbereich eines geschädigten Gehörs mittels eines geeigneten Hörgeräts, wie z.B. im US-Patent 3894195 (K.D. Kryter) beschrieben. Eine weitere Form von Merkmalsänderungen ist die als Preemphasis bekannte vorübergehende Anhebung bestimmter Signalanteile, mit dem Ziel, das Signal robuster gegen den Einfluß von Störungseintragungen in einem Übertragungskanal zu machen.

35

Schließlich ist auch die als Präsenz bezeichnete Anhebung bestimmter Anteile eines Signals, mit dem Ziel, beim Hörer die Empfindung eines besonderen Wohlklangs hervorzurufen, als Merkmalsänderung im oben genannten Sinne anzusehen.

Wenn die Umgebungsbedingungen wechseln, ist der gewünschte Verarbeitungserfolg oft nur dann in optimaler Weise zu erzielen bzw. aufrechtzuerhalten, wenn die beschriebenen Merkmalsänderungen zeitvariant ihre Charakteristik ändern, sich also an die wechselnden Umgebungsbedingungen adaptieren. Zahlreiche Strategien zur Adaptation der beschriebenen Merkmalsänderungen sind bekannt. Diese sind nicht Gegenstand dieser Erfindung, wohl aber deren unvermeidbarer Einfluß auf die Qualität der Verarbeitung.

10 Für die Durchführung der beschriebenen Merkmalsänderungen hat sich das von J.B. Allen und L. Rabiner in "A unified approach to short-time Fourier analysis and synthesis", erschienen in Proc. of the IEEE, Band 65, 1977, Seiten 1558-1564, angegebene adaptive "Overlap-Add"-Verfahren besonders bewährt. Der Rechenaufwand des Verfahrens ist auch dann noch gering, wenn sehr komplexe Merkmalsänderungen erforderlich sind. Außerdem wird vom "Overlap-Add"-Verfahren die (hier nicht
15 im Detail beschriebene) Adaptation an wechselnde Umweltbedingungen dadurch unterstützt, daß es die Berechnung von Kurzzeit-Schätzwerten des Signalspektrums, welche hohe statistische Sicherheit aufweisen, bereits beinhaltet. Beim "Overlap-Add"-Verfahren wird das im Analog-Digital-Umsetzer digitalisierte Eingangssignal fortlaufend in Blöcke mit gleicher Anzahl M von Abtastwerten unterteilt, die einander überlappen. Jeder Block wird mit einem geeigneten Fenster multipliziert, um die Schätz-
20 genauigkeit der anschließenden Transformation zu maximieren. Aus jedem Block wird mittels einer schnellen Fourier-Transformation ("Fast Fourier Transform", abgekürzt FFT) ein Schätzwert für das Spektrum dieses Abschnitts errechnet, wobei die Transformationslänge N größer als die Blocklänge M sein muß, wie nachstehend noch begründet wird. Die Merkmalsänderung erfolgt dadurch, daß die N Spektralwerte jedes Datenblocks mit geeignet gewählten Bewertungsfaktoren multipliziert werden.
25 Die Rücktransformation ("Inverse Fast Fourier Transform", abgekürzt IFFT) liefert einen Block des modifizierten Ausgangssignals. Nach der Überlagerung aufeinanderfolgender Blöcke kann das nun wieder fortlaufende Ausgangssignal weiterverwendet (also z.B. auch in die ursprüngliche physikalische Darstellungsform zurückgewandelt) werden.

Als nachteilig hat sich jedoch erwiesen, daß das Ausgangssignal sehr häufig mit Fehlern behaftet ist, welche bei der IFFT der bewerteten Spektren entstehen. Es ist bekannt, daß die IFFT von N Werten eines Spektrums die Grundperiode, ebenfalls der Länge N , einer periodischen Zeitfolge liefert (siehe z.B. A.V. Oppenheim, R.W. Schaffer: Zeitdiskrete Signalverarbeitung, München: Oldenbourg, 1995).
30 Wurde das Spektrum durch eine FFT derselben Länge N aus einem Zeitsignal erzeugt, dann entspricht das Ergebnis der IFFT genau dem Eingangssignal. Wurde dagegen das Spektrum wie oben beschrieben multiplikativ bewertet, dann entspricht dies einer Faltung mit einer Filter-Impulsantwort (von i.a. unbekannter Länge L) im Zeitbereich. Das Ergebnis einer solchen Operation hat bekanntermaßen eine Länge, die fast der Summe aus Eingangssignal-Blocklänge M und der Länge L der Impulsantwort entspricht. Die nach der IFFT zur Rekonstruktion des Ausgangssignals benutzte Grundperiode der Länge N ist dann aber ein Ausschnitt aus einer additiven Überlagerung von unendlich vielen jeweils

um N Abtastwerte verschobenen Wiederholungen des zu langen Faltungsergebnisses (sog. zirkulare Faltung), wie ebenfalls in dem o.g. Buch von Oppenheim und Schafer erläutert wird. Diese verschoben überlagerten Signalwerte werden als Fehler im Ausgangssignal hörbar (sog. "Time domain aliasing"). Um diese Fehler wenigstens zu verkleinern wurde bisher vorgeschlagen, die Länge von FFT und IFFT wesentlich größer zu wählen als die Eingangssignal-Blocklänge M , um möglichst wenige Überlagerungen innerhalb der Grundperiode der Länge N zu erhalten. Dadurch wird der Rechenaufwand drastisch erhöht, ohne daß eine sichere Fehlerbegrenzung möglich wird. Auch die Anwendung eines weiteren Fensters auf die von der IFFT gelieferten Ausgangsdatenblöcke, die bereits versucht wurde, erlaubt keine sichere Fehlerbegrenzung, führt andererseits aber zu weiteren Signalverfälschungen.

Sicher vermeiden lassen sich die Fehler dadurch, daß die Länge L der Filterimpulsantwort, die den Bewertungsfaktoren entspricht, geeignet begrenzt wird. Nachdem aber bei sehr vielen adaptiven Merkmalsänderungsverfahren diese Bewertungsfaktoren nur im Frequenzbereich geliefert und fortlaufend angepaßt werden, wäre nach jeder Änderung ein Filter-Entwurfsverfahren, z.B. nach der Strategie des "Frequency-Sampling" (siehe z.B. das o.g. Buch von Oppenheim und Schafer), durchzuführen. Dieses erforderte viel Rechenzeit, würde somit die fortlaufende Verarbeitung unterbrechen und die Echtzeitanwendung der meisten der o.g. Merkmalsänderungsverfahren unmöglich machen.

Die Erfindung löst diese Probleme dadurch, daß in das adaptive "Overlap-Add"-Verfahren der im kennzeichnenden Teil des Anspruchs 1 beschriebene Zusatzalgorithmus eingebracht wird, der es erlaubt, die "Time-domain-aliasing"-Fehler sicher unter einem wählbaren Grenzwert zu halten. Der Rechenaufwand für diesen Zusatzalgorithmus ist gering, er macht in den meisten Fällen nur einen kleinen Bruchteil des für das "Overlap-Add"-Verfahren ohnehin nötigen Aufwandes aus. Des weiteren hat es sich als vorteilhaft erwiesen, daß der Rechenaufwand des erfindungsgemäßen Zusatzalgorithmus' abnimmt, wenn größere Fehler zugelassen werden. Dadurch kann für jede Anwendung ein optimaler Kompromiß zwischen Rechenaufwand und Qualität des Ausgangssignals gefunden werden. Das Konzept und die Anwendung des erfindungsgemäßen Fehlerbegrenzungsverfahrens werden nachstehend anhand der Figuren beispielhaft erläutert, ohne daß dadurch andere, für fachkundige Personen naheliegende Ausführungsformen ausgeschlossen oder eingeschränkt werden sollen.

30

Es zeigen

- Fig. 1: das Blockschaltbild eines Verfahrens zur Merkmalsänderung gemäß dem herkömmlichen, im Oberbegriff des Anspruchs 1 beschriebenen Stand der Technik.
- Fig. 2: ein beispielhaftes Schema zur Rekonstruktion des Ausgangssignals durch überlappende Addition von Signalabschnitten.
- Fig. 3: das Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen Verfahrens zur Merkmalsänderung.
- Fig. 4: die erfindungsgemäßen Schieberegister 131 und 134 mit eingetragenen beispielhaften Frequenzgang- und Fensterfolgen.

Fig. 5: das Ergebnis der Rücktransformation der in der Fig.4 dargestellten Fensterfunktion in den Zeitbereich.

Die Fig. 1 zeigt das Blockschaltbild eines Gerätes zur Merkmalsänderung, welches dem im Oberbegriff des Anspruchs 1 beschriebenen Stand der Technik entspricht. Dabei wird angenommen, daß das Eingangssignal $x(t)$, welches über die Leitung 10 an den Analog-Digital-Wandler 20 herangeführt wird, einen kontinuierlichen elektrischen Spannungsverlauf über der Zeit t darstellt. In bestimmten Anwendungsfällen wurde dieses Signal durch einen geeigneten Wandler (z.B. Mikrofon) aus dem Verlauf einer anderen physikalischen Größe (z.B. Schalldruck) in bekannter Weise erzeugt. Der Block 20 (Analog-Digital-Wandler) beinhaltet auch die Abtast-Halte-Funktion, wenn eine solche für das Wandlungsverfahren erforderlich ist. Dabei wird angenommen, daß die Werte mit genügender Genauigkeit, d.h. genügender Anzahl Bits je Wert $x(n)$, quantisiert werden. Über die Leitung 30 wird somit eine zeitliche Folge $x(n)$ digitalisierter Abtastwerte des Eingangssignals an das Schieberegister 40 und an die Verarbeitungseinheit 50, welche die Adaptationsstrategie realisiert, herangeführt. Dabei stellt n den Zählindex der aufeinanderfolgenden Abtastintervalle dar. Die Übertragung kann wahlweise parallel oder bitseriell erfolgen; dies ist für das hier zu erläuternde Verarbeitungsverfahren unerheblich. Im Schieberegister 40 werden M Abtastwerte $x(n)$ aufbewahrt. Wird ein neuer Wert eingelesen, so wird der älteste gespeicherte Wert hinausgeschoben und geht verloren. Sind K neue Werte eingelesen, beginnt ein Verarbeitungszyklus. M muß ein ganzzahliges Vielfaches von K sein, $M=K$ ist möglich, aber unzuweckmäßig. Dem Schieberegister 40 werden M Abtastwerte entnommen und über die Leitung 60 einer Multipliziereranordnung 70 zugeführt. Die Leitung 60 ist als Bandleitung aus M parallelen Einzelleitungen dargestellt, um zu symbolisieren, daß in jeweils einem Verarbeitungsschritt ein Block von M Abtastwerten bearbeitet wird. In der Multipliziereranordnung 70 wird jeder Eingangswert mit je einem Wert einer Fensterfunktion $w(n)$ multipliziert, die in einem Speicher 80 bereitgehalten wird. Der Block 70 kann M parallel arbeitende Multiplizierer enthalten. Es kann aber auch ein Multiplizierer genügen, wenn er schnell genug ist, um innerhalb von K Abtastintervallen M Multiplikationen in Zeitmultiplex-Technik abzuarbeiten. Die Fensterfunktion $w(n)$ muß so gewählt werden, daß sie bei Verschiebung um Vielfache von K und Aufaddition eine konstante Folge liefert, wie in der genannten Veröffentlichung von Allen und Rabiner näher erläutert wird.

Die M fensterbewerteten Eingangsdaten werden ergänzt durch $N-M$ Nullwerte, was durch die Anordnung 90 symbolisiert wird. Der so entstandene Datenblock aus N Werten wird einer diskreten Spektraltransformation 100 zugeführt. Allen und Rabiner haben hierfür die diskrete Fouriertransformation, in der recheneffizienten Ausführungsform der "Fast Fourier Transform" (FFT) vorgeschlagen. Alternative Realisierungsmöglichkeiten für die Spektraltransformation 100 sind in den Ansprüchen 5 bis 8 angegeben. Die Spektraltransformation liefert ein Spektrum $X(v)$ aus N diskreten, in vielen Fällen komplexen Werten, welches über die Leitung 110 einer Multipliziereranordnung 120 zugeführt wird. Dort erfolgt die Merkmalsänderung, indem jeder Wert $X(v)$ mit einem Wert der im Speicher 130 bereitgehaltenen Frequenzgangfunktion $H(v)$ multipliziert wird. Es ergibt sich ein diskretes Ausgangsspektrum

$$Y(v) = X(v) \cdot H(v) \quad \text{für } v = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (1)$$

Die durch den Block 50 symbolisierte Adaptationsstrategie ändert von Zeit zu Zeit einzelne oder alle Werte von $H(n)$ im Speicher 130 über die Leitung 140, abhängig von Veränderungen im Eingangssignal $x(n)$. Weil die Adaptationsstrategie nicht Gegenstand der vorliegenden Erfindung ist, wird diese hier nicht näher beschrieben.

5 Das Ausgangsspektrum $Y(n)$ wird über die Leitung 150 einer inversen Spektraltransformation 160 zugeführt, welche die Umkehrung der im Block 100 verwendeten Transformation darstellt, so daß N digitale Abtastwerte $y_i(n)$ eines Zeitbereichssignals errechnet werden. Dabei bezeichnet i den laufenden Index der Verarbeitungsschritte. Wie oben beschrieben, werden in jedem Verarbeitungsschritt aus dem Schieberegister 40 nur K neue Abtastwerte, aber $M-K$ ältere Abtastwerte, welche bereits einmal
10 oder sogar mehrmals in früheren Verarbeitungsschritten verwendet wurden, der Verarbeitung zugeführt. Die Verarbeitung erfolgt also in überlappenden Datenabschnitten. Dementsprechend ergibt sich am Ausgang die endgültige Ergebnisfunktion $y(n)$ durch zeitverschobenes Aufaddieren mehrerer Signalabschnitte $y_i(n)$. Dies wird durch die Addiereranordnung 170, die beiden Schieberegister 180 und 190 sowie den Umschalter 200 bewirkt. Die Addiereranordnung 170 führt in jedem Verarbeitungsschritt $N-K$ Additionen aus. Dabei ist es gleichgültig, ob $N-K$ parallele Addierer realisiert sind
15 oder ob ein schneller Addierer die Additionen im Zeitmultiplexverfahren abarbeitet. Die Ergebnisse der Additionen und die K neuesten, noch nicht der Addition unterworfenen Ergebniswerte werden parallel ins Schieberegister 180 eingespeichert und dann seriell nach oben herausgeschoben. Dabei ist der Umschalter 200 zunächst nach rechts gelegt, so daß die K ältesten im Schieberegister 180 gespeicherten Werte dem Digital-Analog-Wandler 210 zugeführt werden und somit einen Teil der Ausgangsfolge $y(n)$ bilden. Dann wird der Umschalter 200 nach links umgeschaltet und die restlichen $N-K$ Werte werden ins Schieberegister 190 umgespeichert, so daß diese für weitere Additionen zur Verfügung stehen.
20

Die Fig. 2 zeigt für die beispielhaften Werte $N=256$ und $K=64$ die zeitverschobene und überlappende Aufaddition der Signalabschnitte $y_i(n)$, $i=0, 1, 2, \dots$, zur Ausgangsfolge $y(n)$. Dabei sind untereinanderstehende Werte der Teilfolgen $y_i(n)$ zu addieren.
25

Der in der Fig. 1 dargestellte Digital-Analog-Wandler 210 erzeugt aus $y(n)$ ein kontinuierliches elektrisches Ausgangssignal $y(t)$. Dieses kann über die Leitung 220 einer Weiterbearbeitung zugeführt werden, beispielsweise auch einer Umwandlung in eine andere physikalische Darstellungsform.
30

Die in der Fig. 1 dargestellte Verarbeitung erfolgt aber nur dann frei von "Time-domain-aliasing"-Fehlern, wenn zu der im Speicher 130 vorhandenen Frequenzgangfunktion $H(v)$ im Zeitbereich eine Impulsantwort $h(n)$ gehört, welche nicht mehr als L von Null verschiedene Werte aufweist und wenn L die Bedingung

$$L \leq N-M+1 \quad (2)$$

35 erfüllt. Wenn die Adaptationsstrategie 50 fortlaufend neue Frequenzgangfunktionen $H(v)$ bereitstellt, ist die Überprüfung der Bedingung (2) so aufwendig, daß Echtzeitverarbeitung im allgemeinen nicht mehr möglich ist, wie oben bereits dargelegt wurde.

Die Fig. 3 zeigt das Blockschaltbild eines Gerätes zur Merkmalsänderung, welches gemäß dem kennzeichnenden Teil des Anspruchs 1 ausgebildet ist. Die Fig. 3 unterscheidet sich von der Fig. 1 dadurch, daß die Frequenzgangfunktion $H(v)$ nach ihrer Festlegung durch die Adaptationsstrategie 5 über die Leitung 140 zunächst parallel in ein Schieberegister 131 der Länge N eingelesen wird. Die Ausgangswerte des Schieberegisters 131 werden beim Schieben über die Rückführleitung 132 in die Eingangszelle desselben Schieberegisters zurückgespeichert und außerdem dem Multiplizierer 133 zugeführt. Ein weiteres Schieberegister 134 enthält eine geeignete Fensterfunktion $G(v)$ mit einer im allgemeinen kurzen Gesamtlänge J . Werden die Werte $G(v)$ nach oben aus dem Schieberegister 134 hinausgeschoben, so werden diese über die Rückführleitung 135 in die Eingangszelle desselben Schieberegisters 134 zurückgespeichert. Der Multiplizierer 133 multipliziert die jeweils an den Ausgängen der Schieberegister 131 und 134 anstehenden Werte und führt das Produkt einem Addierer 136 zu. Dieser addiert hierzu den am Ausgang des Speichers 137 stehenden Wert und überschreibt mit der Summe den bisherigen Wert im Speicher 137. Addierer 136 und Speicher 137 realisieren also einen Akkumulator. Soll eine neue Akkumulation begonnen werden, muß vorher der Speicher 137 gelöscht werden, was durch die Leitung 138 symbolisiert wird. Es ist aus der Literatur, z.B. dem Buch "Digitale Signalverarbeitung", Band 1, von H.W. Schüßler, erschienen im Springer-Verlag, Berlin (4. Auflage, 1994), bekannt, daß die aus den Schieberegistern 131 und 134, dem Multiplizierer 133 dem Addierer 136 und dem Speicher 137 gebildeten Anordnung ein nichtrekursives digitales Filter realisiert. Dieses führt die zirkulare Faltungsoperation durch, sofern die im Schieberegister 134 enthaltene diskrete Funktion in umgekehrter Richtung eingespeichert wurde. Letzteres ist hier nicht erforderlich, weil stets nur mit einer Fensterfunktion gefaltet wird, welche eine symmetrische Folge darstellt. Nachdem hier die Länge J der Fensterfunktion $G(v)$ im allgemeinen wesentlich geringer ist als die Länge N des Frequenzgangs $H(v)$, ergibt sich folgender Ablauf der Faltung: Die Fensterfunktion $G(v)$ ist um B Werte des Frequenzindex v verschoben im Schieberegister 134 abgespeichert, wobei

$$B = \begin{cases} \frac{J}{2} & \text{bei geradem } J \\ \frac{J-1}{2} & \text{bei ungeradem } J \end{cases} \quad (3)$$

gilt. Die Fig. 4 zeigt dies beispielhaft für $J=9$. Man erkennt, daß der Wert $G(-B)$, hier $G(-4)$, vor Beginn des Faltungsvorgangs in der Ausgangszelle des Schieberegisters 134 steht. Nach dem parallelen Einlesen eines neuen Frequenzgangs $H(v)$ über die Leitung 140 in das Schieberegister 131 ist dieser zunächst um ebenfalls B Werte des Index v zu verschieben, wobei B durch Gleichung (3) gegeben ist. Die Fig. 4 zeigt auch dieses beispielhaft, für einen unrealistisch kleinen, aber anschaulichen Wert $N=16$, wobei zur Vereinfachung reelle Werte von $H(v)$ angenommen wurden. $H(v)$ ist (als Fouriertransformierte einer zeitdiskreten Impulsantwort) periodisch in v mit der Periode N , daher sind die in der Fig. 4 nebeneinanderstehenden und durch Schrägstrich getrennten Werte von v beide gleichermaßen zutreffend. Die in der Fig. 4 dargestellte Verschiebung von $H(v)$ ergibt sich, wenn das Schieberegister 131 zunächst $N-B$ Schiebeschritte ausführt (bei stillstehendem Schieberegister 134 und ausgeschaltetem Multiplizierer 133). Sodann wird der Speicher 137 gelöscht. Die nun an den

- Schieberegisterausgängen anstehenden Werte $H(-B)$ und $G(-B)$ werden vom Multiplizierer 133 multipliziert, der Addierer 136 addiert Null, so daß das Produkt unverändert in den Speicher 137 gelangt. Nun werden beide Schieberegister, 131 und 134, einmal geschoben. Der Multiplizierer 133 bildet das Produkt $H(-B+1) \cdot G(-B+1)$. Dieses wird im Addierer 136 zum gespeicherten Produkt $H(-B) \cdot G(-B)$ addiert und die Summe im Speicher 137 aufbewahrt. In dieser Weise wird fortgefahren, bis J Teilprodukte $H(v) \cdot G(v)$ addiert und die Gesamtsumme im Speicher 137 eingespeichert ist. Nun steht am Ausgang des Speichers 137 der erste Wert des durch die Faltung modifizierten Frequenzgangs $\tilde{H}(0)$ an. Durch einmaliges Schieben des hier als Schieberegister ausgebildeten Speichers 130 wird dieser Wert im Schieberegister 130 eingespeichert. Multiplizierer 133 und Schieberegister 134 werden daraufhin angehalten, während das Schieberegister 131 N-J+1 weitere Schiebeschritte ausführt. Damit hat letzteres Register seit Beginn des Faltungsvorgangs N+1 Schiebeschritte durchgeführt, wodurch sich eine um einen Wert kleinere Verschiebung von $H(v)$ als in Fig. 4 dargestellt ergibt, d.h. $H(-B+1)$, hier $H(-3)$, steht nun in der Ausgangszelle des Schieberegisters 131. Wenn nachfolgend der Speicher 137 gelöscht wird und anschließend das Produkt $H(-B+1) \cdot G(-B)$ in den Speicher 137 eingespeichert wird, so ist dies der erste Schritt zur Berechnung des zweiten modifizierten Frequenzgangswerts $\tilde{H}(1)$. Wenn die Berechnung dieses Wertes vollendet ist, wird auch dieser Wert aus dem Speicher 137 in das Schieberegister 130 geschoben. In dieser Weise wird fortgefahren, bis schließlich N modifizierte Frequenzgangswerte $H(v)$ im Schieberegister 130 stehen. Von dort können diese wiederholt parallel in die Multiplizierereinrichtung 120 übertragen werden, um die Merkmalsänderung bei den Eingangsdatenblöcken so zu bewirken, wie das oben bereits beschrieben wurde. Erst dann, wenn die Adaptationsstrategie 50 festlegt, daß eine neue Frequenzgangfunktion $H(v)$ zur Anwendung kommen muß, wird die erfindungsgemäße Fensterung wieder aktiviert.
- Bei der beispielhaften Anwendung eines gemäß der Fig. 3 realisierten Gerätes zur Dynamikkompensation von Sprachsignalen zeigte es sich, daß ein solches Gerät klein, leicht und daher als experimentelle Hörhilfe gut tragbar realisiert werden kann, wenn die Parameter wie folgt spezifiziert werden: Eingangssignal-Abschnitt $M=180$; Anzahl neuer Werte in jedem Eingangssignal-Abschnitt: $K=90$; Ausbildung der Transformation als FFT der Länge $N=256$; Länge des Fensters $G(v)$: $J=9$. Bei der Realisierung mit Hilfe des Assembler-Codes eines modernen schnellen Signalprozessors, z.B. des DSP56L002 der Motorola Semiconductor Ltd., erwies sich der Rechenaufwand des erfindungsgemäßen Gerätes (gemäß Fig. 3) gegenüber einem nach dem konventionellen Stand der Technik hergestellten und der Fig. 1 entsprechenden Gerät als nur geringfügig, nämlich um ca. 12% erhöht.
- Aus theoretischen Abhandlungen, z.B. in "The digital prolate spheroidal window" von T. Verma, S. Bilbao und T.H.Y. Meng, erschienen in den Proceedings of the International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP) 1996, veranstaltet vom IEEE in Atlanta/USA, Seiten 1351-1354, konnte gefolgert werden, daß die geringsten verbleibenden "Time-domain-aliasing"-Fehler mit der "Prolate Spheroidal" Fensterfunktion erzielt werden könnten. In der Fig. 4 ist im Schieberegister-

symbol 134 eine solche Fensterfunktion $G(v)$ mit der Länge $J=9$ dargestellt. Die Fig. 5 zeigt die zugehörige Zeitbereichs-Fensterfunktion $g(n)$, wie sie nach einer inversen FFT der Länge 256 erhalten wird. Gemäß dem Faltungssatz der Fouriertransformation (erläutert im genannten Buch von Oppenheim und Schaffer) entspricht der Faltung des Frequenzgangs $H(v)$ mit der Fensterfunktion $G(v)$ im Zeitbereich die multiplikative Fensterbewertung von $h(n)$, der zu $H(v)$ gehörenden Impulsantwort, durch $g(n)$. Die Fig. 5 zeigt, daß durch eine gemäß dem Patentanspruch 2 gewählte Fensterfunktion die Impulsantwort nicht exakt zeitbegrenzt gemacht werden kann. Jedoch werden die Werte der Impulsantwort, welche nicht im Bereich der Hauptkeule des Fensters $g(n)$ gemäß Fig. 5 liegen, mit sehr kleinen Faktoren multipliziert und somit weitgehend unwirksam gemacht. Es zeigte sich daher, daß bereits mit der in Fig. 4 dargestellten, sehr kurzen Fensterfunktion die "Time-domain-aliasing"-Fehler im Durchschnitt auf unter 1% derjenigen Fehler reduziert werden konnten, welche ein dem konventionellen Stand der Technik entsprechendes Gerät verursacht. Es ist facherfahrenen Personen aus der Literatur und der Erfahrung bekannt, daß eine Vergrößerung der Länge J des "Prolate Spheroidal" Fensters die Nebenkeulen des Zeitbereichsfensters $g(n)$ weiter reduziert. Dadurch nehmen auch die "Time-domain-aliasing"-Fehler weiter ab. Allerdings erhöht sich mit J auch der Rechenaufwand, wie die obige Beschreibung des Faltungsvorgangs zeigt. Es kann somit leicht ein günstiger Kompromiß zwischen der Größe der verbleibenden Verarbeitungsfehler und dem Rechenaufwand gefunden werden.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Merkmalsänderung bei eindimensionalen, in eine digitale Darstellung umgewandelten Signalen unter Verwendung des adaptiven "Overlap-Add"-Algorithmus', welcher die Merkmalsänderung nach einer geeigneten diskreten Spektraltransformation durch Multiplikation im Frequenzbereich durchführt und anschließend das Ausgangssignal durch entsprechende inverse diskrete Spektraltransformation sowie durch überlappende und verschobene Addition mehrerer, von der inversen Spektraltransformation gelieferter Signalabschnitte erzeugt, dadurch gekennzeichnet, daß vor den Multiplikationen im Frequenzbereich die Frequenzgangfunktion mit einer wählbaren diskreten Fensterfunktion, welche erheblich geringere Länge aufweist als die Frequenzgangfunktion, gefaltet wird.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Fensterfunktion im Frequenzbereich nur positive Werte und einen glatten Verlauf aufweist, im Zeitbereich aber eine ausgeprägte Struktur mit einer großen positiven Hauptkeule und alternierenden, dem Betrage nach kleinen Nebenmaxima und Nebenminima besitzt.
3. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Spektraltransformation als diskrete Fouriertransformation und die inverse Spektraltransformation als inverse diskrete Fouriertransformation ausbildbar ist.
4. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die diskrete Fouriertransformation und die inverse diskrete Fouriertransformation mit Hilfe des Algorithmus' der "Fast Fourier Transform" (FFT) durchgeführt werden.
5. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Spektraltransformation als diskrete Cosinus-Transformation ("Cosine Transform") und die inverse Spektraltransformation als inverse diskrete Cosinus-Transformation ausgebildet ist.
6. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Spektraltransformation als diskrete Haar-Transformation und die inverse Spektraltransformation als inverse diskrete Haar-Transformation ausgebildet ist.
7. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Spektraltransformation als diskrete Walsh-Hadamard-Transformation und die inverse Spektraltransformation als inverse diskrete Walsh-Hadamard-Transformation ausgebildet ist.
8. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Spektraltransformation als diskrete Hartley-Transformation und die inverse Spektraltransformation als inverse diskrete Hartley-Transformation ausgebildet ist.

- 5
9. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß das Fenster, mit welchem die Frequenzgangfunktion gefaltet wird, durch Diskretisierung aus bekannten kontinuierlichen Fensterfunktionen gewonnen wird, wobei der ursprünglich für den Zeitbereich vorgesehene Verlauf im Frequenzbereich anwendbar ist.
- 10
10. Verfahren nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß das Fenster, mit welchem die Frequenzgangfunktion gefaltet wird, vor Beginn der Verarbeitung berechnet und abgespeichert wird.
- 10
11. Verfahren nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß das Fenster, mit welchem die Frequenzgangfunktion gefaltet wird, bei jeder Verarbeitung eines Blocks von N Spektralwerten neu berechnet wird.
- 15
12. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß das Fenster, mit welchem die Frequenzgangfunktion gefaltet wird, die Diskretisierung einer "Prolate Spheroidal Window" Funktion darstellt, wobei der ursprünglich für den Zeitbereich vorgesehene Verlauf im Frequenzbereich anwendbar ist.
- 20
13. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß das Fenster, mit welchem die Frequenzgangfunktion gefaltet wird, während der Verarbeitung veränderbar ist, in Abhängigkeit von einer aus dem Ausgangssignal gewonnenen Fehlerinformation.
- 25
14. Gerät zur Durchführung des Verfahrens nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 13, dadurch gekennzeichnet, daß die Schieberegister 40, 130, 131, 134, 180 und 190, die Multiplizierer 70, 120 und 133, die Addierer 136 und 170, die Speicher 80 und 137, die Transformationseinheit 100, die inverse Transformationseinheit 160 und der Schalter 200 als digitale Schaltwerke ausgebildet sind.
- 30
15. Gerät nach Anspruch 14, dadurch gekennzeichnet, daß die digitalen Schaltwerke aus standardisierten digitalen Schaltkreisen aufgebaut sind.
- 35
16. Gerät nach Anspruch 14, dadurch gekennzeichnet, daß die digitalen Schaltwerke, ein Steuerwerk sowie die Verbindungsleitungen zwischen diesen durch Dotierungs-, Ätzungs- und Metallabscheidungsprozessschritte der Mikrostrukturtechnologie auf einem Halbleiterchip realisierbar sind.
17. Gerät zur Durchführung des Verfahrens nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 13, dadurch gekennzeichnet, daß das Verfahren als Folge von Mikroprogrammworten dargestellt wird, welche in einem Mikroprogramm-Steuerwerk anwendbar ist.

18. Gerät zur Durchführung des Verfahrens nach einem oder mehreren der Ansprüche 1 bis 13, dadurch gekennzeichnet, daß das Verfahren als eine Folge von Assemblerbefehlen dargestellt wird, welche auf einem Mikrocomputer oder einem spezialisierten Signalprozessor ausführbar ist.

5

19. Gerät nach Anspruch 18, dadurch gekennzeichnet, daß die Folge von Assemblerbefehlen durch ein Compilerprogramm erzeugt wird, welches die dazu benötigte Information einem in einer höheren Programmiersprache geschriebenen Programm entnimmt.

THIS PAGE BLANK (USPTO)